스테레오 신호의 차성분을 이용한 스테레오 음향 반향 제거기의 성능 향상

김현태[†] · 박장식[††] · 손경식[†††]

요 약

스테레오 음향 반향 제거기는 각 채널 신호 사이의 상호상관(cross-correlation)이 크기 때문에 수신실의 반향경로를 추정하는 적응필터 계수가 반향경로를 잘못 추정하거나 수렴이 느려진다. 본 논문에서는 스테레오 신호의 차성분(difference factor)의 절대값을 이용하여 전처리기를 구성함으로써 스테레오 신호의 상호상관을 줄여 스테레오 음향 반향 제거 성능을 향상시키는 방법을 제안한다. 기존의 반파 정류 필터를 이용한 전처리기와 비교하여 제안하는 전처리기가 반향 제거 성능이 우수함을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해서 확인한다. 그리고 전송실의 경로변화에도 성능이 저하되지 않는 것을 확인하였다.

Performance Improvement of Stereo Acoustic Echo Canceler using the Difference of Stereo Signals

Hyun-Tae Kim[†], Jang Sik Park[††] and Kyung Sik Son[†††]

ABSTRACT

A stereo acoustic echo canceller has significant cross-correlation between each channel signal. As the result, the adaptive filter coefficient that estimates the acoustic echo path of a receiving room can misconverge to the path or converge slowly. In this paper, a new preprocessor using absolute difference in stereo signals is proposed to reduce cross-correlations and to improve the removal efficiency of the stereo acoustic echo. Compared to the previous preprocessor using a half wave rectifier, the newly proposed preprocessor showed better performance according to computer simulation. In addtion, when the paths of transmitting room were changed the performance of the proposed preprocessor was not degraded.

1. 서 론

대부분의 원격 회의 시스템은 음성 통신을 위해 전이중(full-duplex) 방식으로 구성된다. 이들 시스템은 대개 스피커 출력이 마이크로 입력되어 발생하는 음향 반향 제거기를 채용하고 있다. 그런데 최근 화상 회의를 비롯한 원격 회의 시스템에 대해서 생동감과 현장감이 요구되고 있다[1]. 따라서 음성 통신을 위해서 기존의 전화 대역보다 넓은 100～7000 Hz 대역이 요구되고 현장감을 제공하기 위해서 단일 채널(single channel)에서 스테레오 이상의 다중 채널(multi channel)이 필요하게 되었다[1,2]. 그런데 스테레오 이상의 음성 통신을 위한 원격 회의 시스템에는 단일 채널에서의 음향 반향 제거와 다른 문제가 있다[1]. 음성 통신 시스템에 있어 두 입력 신호의 상호상관(cross-correlation)은 매우 크기 때문에 음향 반향 제거를 위한 적응 필터가 반향 경로를 정확하게 추정하지 못하고 수렴도 느리게 한다[3].

입력 신호의 상호상관이 큰 스테레오 음향 반향 제거기의 성능을 향상시키기 위해서 다양한 방법들이 제안되었다. 기존의 연구 결과는 직교 원리를 이용해서 상호상관을 줄이는 방법[3,4]과 비선형 전처

[†] 정회원, 중소기업청 근무
[††] 정회원, 동의공업대학 영상정보과 조교수
[†††] 부산대학교 전자공학과 교수

리 필터를 이용해서 상호상관을 줄이는 방법으로 분류되고 구현하는 방법에서는 부밴드(subband)를 이용한 방법들이 제안되었다[5,6]. 직교 원리를 이용한 방법은 Shimauchi[3] 등이 스테레오 투영 음향 반향 제거기(stereo projection echo caneller)를 제안하였고, J. Benesty[4] 등은 직교원리를 이용한 다중 채널 AP(affine projection) 알고리즘을 제안하였다. 이들 반향 제거기는 두 신호 사이의 상호상관을 줄이기 위해 직교 성분을 이용해서 적응필터를 적응시킨다. 그러나 직교 성분도 입력 신호와 선형 관계(linear relation)이기 때문에 실제 음향 반향 제거 성능은 크게 향상되지 못하였다. 한편 J. Benesty[7] 등은 스테레오 원음에 각 채널의 반파 정류된 성분을 더하는 비선형 전처리기를 제안하였다[4]. 이 방법은 원음이 다소 손상되지만 기존의 방법에 비해서 계산량이 작으면서 스테레오 음향 반향을 효과적으로 제거하였다.

본 논문에서는 스테레오 신호 사이의 상호상관을 스테레오 신호 차성분의 절대값을 이용한 전처리기를 갖는 스테레오 음향 반향 제거기를 제안한다. 제안하는 전처리기는 스테레오 원음에 두 입력 신호의 차성분을 구하고 그 절대값을 각 채널 신호에 일정하게 감쇠시켜 더한다. 직교 원리의 단순한 형태인 두 신호의 차에 대해서 절대값 처리를 함으로써 전처리 출력 신호는 비선형 특성을 갖게 된다. 차성분의 절대값을 스테레오 원신호에 더하면 원음 손상이 커서 현장감을 잃게 된다. 따라서 본 논문에서 원음의 손상이 없도록 일정하게 감쇠시켜 더함으로써 스테레오 입력 신호의 상호상관을 줄인다. 본 논문에서는 제안하는 전처리기를 이용한 스테레오 반향 제거기의 성능이 기존의 방법에 비해서 ERLE(echo return loss enhancement)가 개선되고 적응필터 계수의 오조정이 작음을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해서 보였다. 그리고 제안하는 전처리기가 전송실의 경로 변화가 있는 경우에는 반향 제거 성능이 저하되지 않음을 확인하였다.

2. 스테레오 음향 반향 제거

스테레오 음향 반향 제거기의 기본구조는 그림 1과 같다. 그림 1에서 전송실은 왼쪽이며, 수신실은 오른쪽에 위치한다.

$s(k)$는 화자의 음성신호이며, $g_1(k)$과 $g_2(k)$는

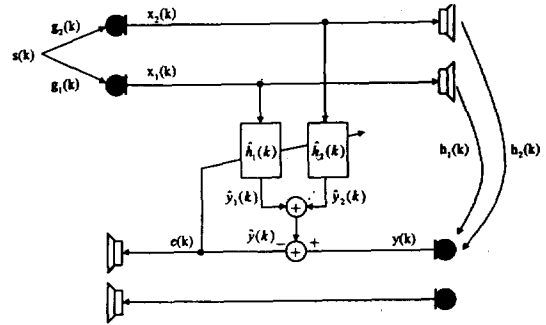



그림 1. 스테레오반향제거기의 기본구조

전송실의 화자와 마이크 사이의 경로에 대한 임펄스 응답이다. $x_1(k)$과 $x_2(k)$는 스테레오 채널 신호이며 또한 수신실의 스피커 입력신호이다. $h_1(k)$과 $h_2(k)$는 수신실의 스피커와 마이크 사이의 실제 반향 경로의 임펄스 응답이다. 스테레오 반향 신호 $y(k)$는 수신실 마이크의 입력신호이며,

$$y(k) = h_1(k) * x_1(k) + h_2(k) * x_2(k) \qquad (1)$$

이다. 기호 $*$는 컨볼루션을 뜻하고 k는 시간지수(time index)이며 정수이다. 추정 오차 신호는

$$e(k) = y(k) - \hat{\boldsymbol{h}}_1^T(k)\boldsymbol{x}_1(k) - \hat{\boldsymbol{h}}_2^T(k)\boldsymbol{x}_2(k) \qquad (2)$$

가 된다. 여기서 T는 벡터의 전치(transpose)를 의미하고, $\hat{\boldsymbol{h}}_1(k)$와 $\hat{\boldsymbol{h}}_2(k)$는 L개의 차수를 가지는 적응필터의 계수벡터이며, $\boldsymbol{x}_1(k)$는 $[x_1(k), x_1(k-1), \cdots, x_1(k-L+1)]^T$이고 $\boldsymbol{x}_2(k)$는 $[x_2(k), x_2(k-1), \cdots, x_2(k-L+1)]^T$이며 가장 최근의 L개 샘플로 구성된 열(column) 벡터이다. 추정 오차 신호를 보다 간편하게 나타내면

$$e(k) = y(k) - \hat{\boldsymbol{h}}^T(k)\boldsymbol{x}(k) \qquad (3)$$

이다. 여기서 $\hat{\boldsymbol{h}}(k)$는 $[\widehat{\boldsymbol{h}_1^T}(k) | \widehat{\boldsymbol{h}_2^T}(k)]^T$이고 $\boldsymbol{x}(k)$는 $[\boldsymbol{x}_1^T(k) | \boldsymbol{x}_2^T(k)]^T$이다.

충분히 큰 L에 대해 스테레오 반향 신호 $y(k)$는

$$y(k) = \boldsymbol{h}_1^T(k)\boldsymbol{x}_1(k) + \boldsymbol{h}_2^T(k)\boldsymbol{x}_2(k) = \boldsymbol{h}^T(k)\boldsymbol{x}(k) \qquad (4)$$

로 표현될 수 있으며 $\boldsymbol{h}(k)$는 $[\boldsymbol{h}_1^T(k) | \boldsymbol{h}_2^T(k)]^T$이다. 추정 오차 신호는 다음 식으로 표현된다.

$$e(k) = (\boldsymbol{h}(k) - \hat{\boldsymbol{h}}(k))\boldsymbol{x}(k) \qquad (5)$$

적응 알고리듬으로 LMS 알고리듬을 활용할 때

다음 식과 같다.

$$\hat{\boldsymbol{h}}(k+1) = \hat{\boldsymbol{h}}(k) + \mu e(k)\boldsymbol{x}(k) \quad (6)$$

식(6)에서 오차신호의 평균자승이 최소가 되도록 적응필터의 계수를 갱신한다. 각 채널에 대한 최적계수 백터들을 구해보면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}\hat{\boldsymbol{h}}_1^*(k) &= \boldsymbol{R}_1^{-1}(k)\boldsymbol{P}_1(k) = \boldsymbol{R}_1^{-1}(k)E[\boldsymbol{x}_1(k)\\ &\quad (\boldsymbol{x}_1^T(k)\boldsymbol{h}_1(k) + \boldsymbol{x}_2^T(k)\boldsymbol{h}_2(k))]\\ &= \boldsymbol{R}_1^{-1}(k)\boldsymbol{R}_1(k)\boldsymbol{h}_1(k) + \boldsymbol{R}_1^{-1}(k)E[\boldsymbol{x}_1(k)\\ &\quad \boldsymbol{x}_2(k)^T]\boldsymbol{h}_2(k)\\ &= \boldsymbol{h}_1(k) + \boldsymbol{R}_1^{-1}(k)\boldsymbol{R}_{12}(k)\boldsymbol{h}_2(k) \quad (7)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\hat{\boldsymbol{h}}_2^*(k) &= \boldsymbol{R}_2^{-1}(k)\boldsymbol{P}_2(k) = \boldsymbol{R}_2^{-1}(k)E[\boldsymbol{x}_2(k)\\ &\quad (\boldsymbol{x}_2^T(k)\boldsymbol{h}_2(k) + \boldsymbol{x}_1^T(k)\boldsymbol{h}_1(k))]\\ &= \boldsymbol{R}_2^{-1}(k)\boldsymbol{R}_2(k)\boldsymbol{h}_2(k) + \boldsymbol{R}_2^{-1}(k)E[\boldsymbol{x}_2(k)\\ &\quad \boldsymbol{x}_1(k)^T]\boldsymbol{h}_1(k)\\ &= \boldsymbol{h}_2(k) + \boldsymbol{R}_2^{-1}(k)\boldsymbol{R}_{21}(k)\boldsymbol{h}_1(k) \quad (8)\end{aligned}$$

여기서 $\boldsymbol{R}_1(k)$는 $E[\boldsymbol{x}_1(k)\boldsymbol{x}_1^T(k)]$, $\boldsymbol{R}_2(k)$는 $E[\boldsymbol{x}_2(k)\boldsymbol{x}_2^T(k)]$, $\boldsymbol{R}_{12}(k)$는 $E[\boldsymbol{x}_1(k)\boldsymbol{x}_2^T(k)]$, $\boldsymbol{R}_{21}(k)$는 $E[\boldsymbol{x}_2(k)\boldsymbol{x}_1^T(k)]$, $\boldsymbol{P}_1(k)$는 $E[\boldsymbol{x}_1(k)y(k)]$ 그리고 $\boldsymbol{P}_2(k)$는 $E[\boldsymbol{x}_2(k)y(k)]$이다. 식 (7)과 식 (8)에서 스테레오 신호 사이의 상호 상관 $\boldsymbol{R}_{12}(k)$, $\boldsymbol{R}_{21}(k)$에 의해 각 적응필터의 계수들은 반향경로 임펄스 응답들과 일치하지 않는다는 것을 알 수 있다.

그리고 스테레오 음향 반향 제거를 위한 적응 필터의 계수는 유일 해(unique solution)를 갖지 못한다. 우선 식 (3)에서 잔여 반향 즉 추정 오차가 0 이면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$(h_1(k) - \hat{h}_1(k)) * x_1(k) + (h_2(k) - \hat{h}_2(k)) * x_2(k) = 0 \quad (9)$$

식 (9)에서 그림 1과 같이 단일화자인 경우 다음 식으로 둘 수 있다.

$$[(h_1(k) - \hat{h}_1(k)) * g_1 + (h_2(k) - \hat{h}_2(k)) * g_2] * s(k) = 0 \quad (10)$$

여기서 $s(k)$는 원단화자의 음성신호이다. 식(10)을 주파수영역으로 변환하면 식(11)과 같다.

$$[(H_1(j\omega) - \widehat{H}_1(j\omega))G_1(j\omega) + (H_2(j\omega) - \widehat{H}_2(j\omega)) G_2(j\omega)]S(j\omega) = 0 \quad (11)$$

식(11)에서 $S(j\omega)=0$ 이 아닌 경우 반향이 완전히 제거되기 위해서는 식(12)가 만족되어야 한다.

$$(H_1(j\omega) - \widehat{H}_1(j\omega))G_1(j\omega) + (H_2(j\omega) - \widehat{H}_2(j\omega)) G_2(j\omega) = 0 \quad (12)$$

그러나 이식을 풀어쓰면 다음 식으로 된다.

$$\widehat{H}_1(j\omega)G_1(j\omega) + \widehat{H}_2(j\omega)G_2(j\omega) = H_1(j\omega)G_1(j\omega) + H_2(j\omega)G_2(j\omega) \quad (13)$$

식(13)에서 전송실과 수신실의 임펄스 응답이 시불변이라 가정하면 해는 무수히 많이 존재한다. 즉 적응필터의 계수가 반향경로를 정확히 추정하지 못하여도 식(13)을 만족할 수 있기 때문이다.

마지막으로 전송실에 갑작스런 경로변화가 생기는 경우 추정 오차 신호가 커진다. 적응필터의 계수는 완전히 반향경로와 일치하지 않기 때문에 식(12)에서 $G_1(j\omega)$와 $G_2(j\omega)$가 변하면 $H_1(j\omega)$와 $H_2(j\omega)$가 변하지 않았음에도 불구하고 적응필터는 식(12)의 해를 구하기 위한 갱신을 한다. 그러므로 바람직한 스테레오 음향 반향 제거기 구조는 이러한 전송실의 경로변화에 민감하지 않아야 한다. 이러한 제반 문제점들을 해결하기 위해서 다양한 연구가 진행되어 왔다. 본 논문에서는 계산량이 작으면서 효율적으로 스테레오 반향을 제거하기 위해서 비선형 전처리기를 이용하여 스테레오 음향 반향 제거기의 성능을 개선하고자 한다. 그림 2는 전처리구조를 가지는 경우의 블록도이다.

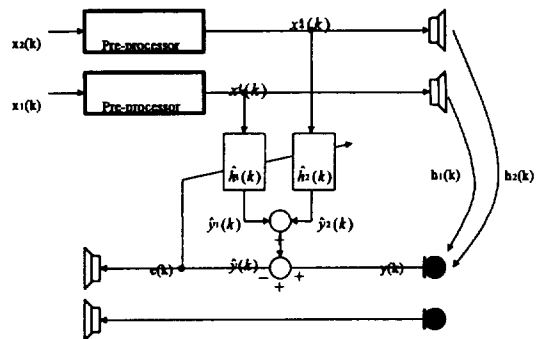



그림 2. 전처리기를 가지는 스테레오 반향 제거기

3. 제안하는 비선형 전처리기

본 논문에서는 현장감을 손상하지 않으면서 스테레오 음향 반향 제거기의 성능을 향상시키기 위해서 스테레오 신호 사이의 차성분(difference factor)의 절대값을 이용한 새로운 전처리기를 제안한다. 스테레오 신호 사이의 상호상관을 줄이기 위해서 직교원리를 이용하는 방법은 또 다른 선형 관계가 되어 스테레오 음향 반향 제거기의 성능을 크게 개선하지 못한다. 그리고 상호상관을 줄이기 위해서 각 채널 신호에 백색 잡음을 더하는 방법은 원음을 손상시키게 된다[4]. 따라서 본 논문에서는 두 채널 신호의 상호상관을 줄이면서 원음의 현장감이 저하되지 않도록 하기 위해서 차신호의 절대값을 원음에 더하는 비선형 전처리기를 제안한다.

그림 3은 제안하는 전처리기의 구조이다. 스테레오 채널 신호 $x_1(k)$ 와 $x_2(k)$ 는 스테레오 신호이면서 전처리기 입력 신호이다. $x_1'(k)$ 와 $x_2'(k)$ 는 전처리기의 출력신호이다.

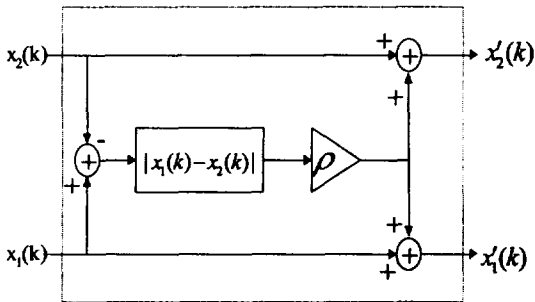



그림 3. 제안하는 전처리기의 구조도

두 채널 신호 $x_1(k)$ 와 $x_2(k)$ 의 차를 구하고 이를 절대값을 취한 후 감쇠 상수 ρ 를 곱하여 원 신호에 각각 더하여 $x_1'(k)$ 와 $x_2'(k)$ 를 출력한다. 두 채널 신호의 차는 직교 원리(orthogonal principles)를 단순화 한 것으로 선형(linear)으로 상호상관을 줄이는 효과가 있다. 제안하는 전처리 과정은 식 (14)와 같이 표현할 수 있다.

$$x_i'(k) = x_i(k) + \rho|x_1(k) - x_2(k)|, \quad i = 1, 2 \qquad (14)$$

ρ는 스테레오 신호의 현장감을 감소시키지 않는 범위에서 그 값이 결정되고 일반적으로 $0<\rho<1$ 이다.

제안하는 전처리기의 출력이 비선형 특성을 보이는 것을 확인하기 위해서 식 (14)에서 우변의 두 번째 항을 다음과 같이 정의한다.

$$\tilde{x}(k) = \rho|x_1(k) - x_2(k)| \qquad (15)$$

그리고, 전송실의 특성이 선형이고 시불변이라 가정하면 다음과 같이 가정할 수 있다[4].

$$\mathbf{g}_2^T(k)\,\mathbf{x}_1(k) = \mathbf{g}_1^T(k)\,\mathbf{x}_2(k) \qquad (16)$$

식 (16)에 식 (14)와 (15)를 대입하여 정리하면

$$\mathbf{g}_2^T(k)\,\mathbf{x}_1'(k) - \mathbf{g}_2^T(k)\,\tilde{\mathbf{x}}(k) = \mathbf{g}_1^T(k)\,\mathbf{x}_2'(k) - \mathbf{g}_1^T(k)\,\tilde{\mathbf{x}}(k) \qquad (17)$$

이 된다. $\mathbf{x}_1'(k)$ 와 $\mathbf{x}_2'(k)$ 가 선형 관계(linear relation)가 되기 위해서는

$$\mathbf{g}_2^T(k)\,\tilde{\mathbf{x}}(k) = \mathbf{g}_1^T(k)\,\tilde{\mathbf{x}}(k) \qquad (18)$$

가 되어야 한다. (i) 전송실에서 화자와 마이크 사이 두 전달경로 특성이 같은 경우와 (ii) $\tilde{\mathbf{x}}(k) = \mathbf{0}$ 일 때 식 (18)을 만족한다. (i)의 경우는 전송실에서 화자에서 두 마이크까지의 임펄스 응답이 일치하는 것을 의미하고 (ii)의 조건은 (i) 조건에 종속되거나 원단화자의 음성 신호가 없을 때 만족된다. 그러나 실제 상황에서 두 전달 경로가 일치하는 경우는 거의 발생하지 않으며 원단화자의 음성 신호가 없다고 하더라도 배경 잡음 등이 있기 때문에 신호의 값이 완전히 0이 되지는 않는다. 따라서 실제 상황을 고려한다면 $\mathbf{x}_1'(k)$ 와 $\mathbf{x}_2'(k)$ 의 관계는 선형이기 보다는 $\mathbf{x}_1'(k)$ 와 $\mathbf{x}_2'(k)$ 는 비선형 관계(non-linear relation)가 된다.

반파정류필터를 이용한 전처리기에서는 뺄셈연산 2회, 덧셈연산 2회 그리고 곱셈연산 2회가 소요되고 제안한 방법에서는 덧셈연산과 곱셈연산 횟수는 반파정류필터의 경우와 동일하고 뺄셈연산 1회와 절대값 처리를 위해 1회가 추가되어 결과적으로 계산량은 크게 증가하지 않는다. 그리고 식(14)와 같이 비선형 성분을 감쇠시켜 더하기 때문에 스테레오 원음의 공간감과 음질이 저하되지 않는다. 상호상관이 감소하면 식(7)와 식(8)에서 상호상관 성분 $\mathbf{R}_{12}(k)$ 와 $\mathbf{R}_{21}(k)$ 가 작아지기 때문에 최적값에 근접하게 됨으로 전송실의 경로 변화에 대해서 적응필터 계수의 변화가 최적값을 중심으로 작은 변화만 있기 때문에 전송실의 경로 변화에 의한 계수 오조정이 작아진다.

4. 시뮬레이션 결과 및 검토

시뮬레이션에 사용한 음성 신호는 무향실에서 녹음한 데이터를 사용하였으며 녹음내용은 "택시는 곧장 앞으로 빠져나갔다." 이다. 음성 신호는 16 비트, 16 kHz로 샘플링된 여성의 음성이다. 전송실의 임펄스 응답 $g_1(k)$, $g_2(k)$와 수신실의 임펄스 응답 $h_1(k)$, $h_2(k)$는 2-채널 DAT 레코더로 각각 실제 회의실에서 측정하였으며 필터길이는 1024로 두었다. 스테레오 신호는 녹음 데이타와 전송실 즉 반향 경로의 임펄스 응답을 각각 콘볼루션하여 얻었으며 수신실의 스테레오 반향 신호 즉 마이크 출력 신호는 수신실의 반향 경로 임펄스 응답과 스테레오 신호를 각각 콘볼루션하고 더하여 얻었다. 적응필터의 길이는 각각 1024로 임펄스 응답의 길이와 같이 두었다. 시뮬레이션에서 NLMS와 2차 AP 알고리즘(APA2)[8,9]를 위한 입력 신호의 전력은 running power estimate로 추정하였으며 망각지수(forgetting factor)는 0.998로 두었다. NLMS와 APA2의 적응상수는 각각 0.4와 0.2로 두었다. 반파 정류 필터를 이용한 전처리기의 감쇠상수 ρ는 0.5 이며 원음에 더하는 비선형 성분의 전력이 같도록 제안한 전처리 필터에 사용한 감쇠상수 ρ는 0.17로 두었다. 본 시뮬레이션에서는 동시통화(double talk)상황은 고려하지 않았다.

그림 4에서 그림 6까지 시뮬레이션 결과를 나타내었다. 그림 4는 NLMS 알고리즘으로 적응 필터를 적응시킨 결과이며 (a)는 ERLE를 비교한 것이고 (b)는 계수 오조정을 비교한 것이다. 실선이 전처리를 하지 않고 반향 제거를 한 결과이고 점선은 J. Benesty 등이 제안한 반파 정류 필터를 이용해서 전처리를 한 경우이다. 그래프에 점이 있는 것이 제안하는 전처리를 이용해서 스테레오 음향 반향을 한 결과이다. 반파 정류 필터를 이용한 전처리기가 전처리를 하지 않은 경우에 비해서 성능이 우수하며 제안하는 전처리기는 기존 반파 정류 필터에 비해서 성능이 우수함을 알 수 있다. ERLE가 3~5 dB 정도 개선되었으며 계수 오조정은 전처리를 하지 않은 반향 제거기에 비해서 두 가지 전처리기를 사용하면 작아진다. 계수 오조정은 아주 근소하게 제안하는 전처리기가 기존의 전처리기에 비해서 작다.

그림 5는 APA2 알고리즘을 적용하여 반향 제거 시뮬레이션을 한 결과이며 (a)는 ERLE를 비교한 것

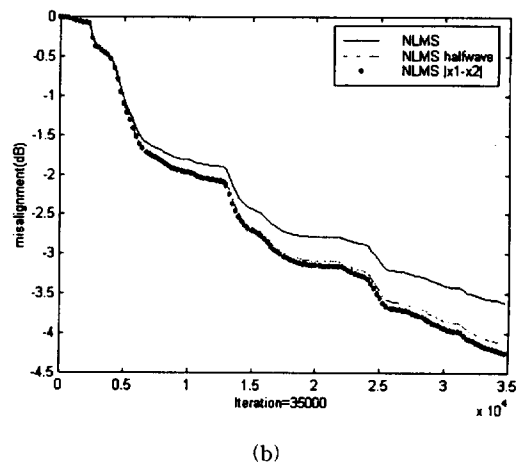
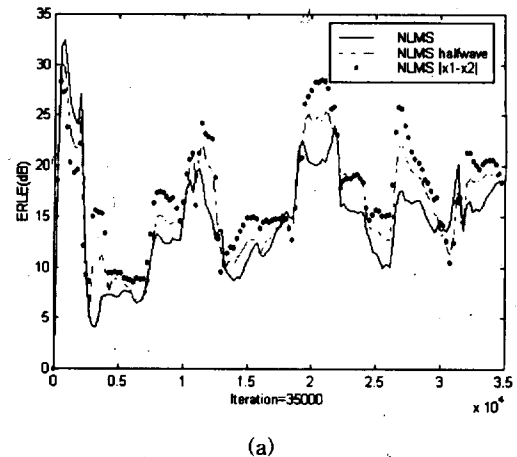



그림 4. NLMS 알고리듬을 사용한 경우의 반향제거 특성 곡선
(a) ERLE (b) misalignment

이고 (b)는 계수 오조정을 비교한 결과이다. 실선은 전처리를 하지 않은 결과이고 점선과 곡선에 점에 있는 것은 각각 반파 정류 필터와 제안하는 전처리를 한 결과이다. NLMS 알고리즘으로 적응시킨 결과보다 전체적으로 약 3~5 dB 정도 ERLE가 개선되었다. 이것은 APA2 알고리즘이 채널 신호의 상호상관을 줄임으로써 음성신호와 같은 유색신호에서 수렴이 보다 빨라지기 때문이다. NLMS 알고리즘과 마찬가지로 제안하는 전처리기를 이용한 경우 기존의 전처리기 보다 3~5 dB 정도 개선되었다. 그런데 계수 오조정은 기존의 전처리기에 비해서 제안하는 전처리기가 상당히 개선된 것을 알 수 있다. 이 결과를 통해서 제안하는 전처리기를 이용한 APA2 알고리즘이 반향 경로를 보다 정확하게 추정한다는 것을

(a)

(b)

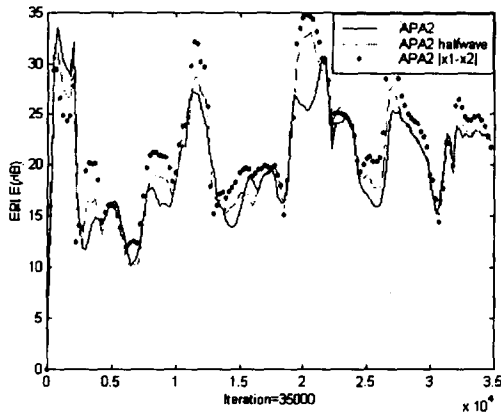
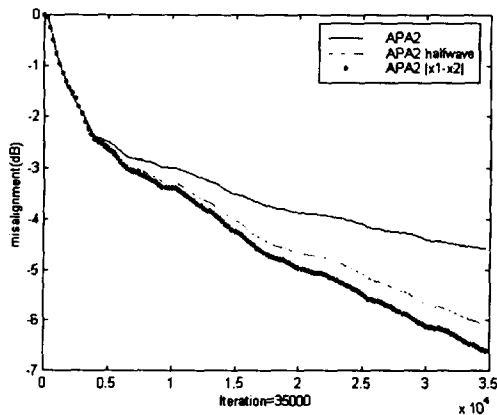



그림 5. APA2 알고리듬을 사용한 경우의 반향제거 특성 곡선
(a) ERLE (b) misalignment

확인할 수 있다. 이것은 제안하는 전처리기가 보다 정확하게 반향 경로를 추정하기 때문에 전송실의 화자와 마이크 사이의 전달 경로 특성이 변화더라도 적응 필터의 계수 오조정이 기존의 전처리기에 비해서 작아질 수 있음을 의미한다.

그림 6은 전송실의 경로가 변하는 경우에 대해서 제안하는 전처리기를 적용하여 반향을 제거한 결과이다. 전송실의 환경이 바뀌는 상태를 시뮬레이션하기 위해 35000 샘플 중 18000 샘플에서 임펄스 응답 $g_1(k)$, $g_2(k)$ 를 다른 임펄스 응답으로 바꿔주었다. 그림 6에서 전처리를 하지 않은 것이 실선이고 제안하는 전처리를 한 것이 점선으로 표시되어 있다. 제안하는 전처리를 한 경우 18000 샘플 근처에서 $g_1(k)$, $g_2(k)$ 가 변하는 순간에도 제안한 방법이 성능이 떨어지지 않는 것을 알 수 있다.

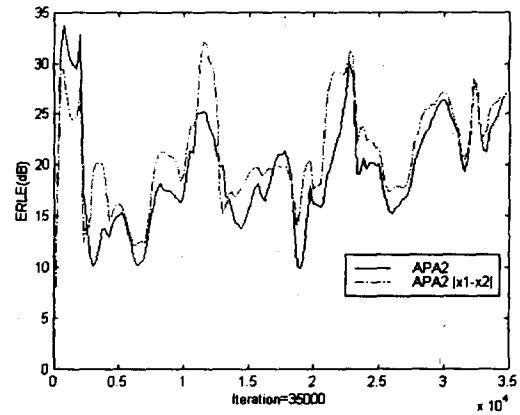



그림 6. 전송실의 경로변화가 발생한 경우의 ERLE 곡선

5. 결 론

본 논문에서는 스테레오 음향 반향 제거기의 성능을 향상시키기 위해서 스테레오 신호의 차성분을 이용한 새로운 전처리기를 제안하였다. 제안하는 전처리기는 스테레오 입력의 차성분의 절대값을 감쇠하여 원음에 더함으로써 스테레오 신호의 상호상관을 줄인다. 컴퓨터 시뮬레이션 결과 제안하는 전처리기를 이용한 스테레오 음향 반향 제거기의 성능의 기존의 전처리기에 비해서 성능이 우수함을 보였다. 그리고, 제안하는 전처리기에 대해서 NLMS 알고리즘과 AP 알고리즘을 적용하여 시뮬레이션한 결과 AP 알고리즘에서 기존의 전처리기에 비해서 성능이 더욱 개선되는 것을 확인하였다. 제안하는 전처리기는 기존의 반파 정류 필터를 이용한 전처리기에 비해서 계산량이 증가하지 않으며 기존의 전처리기에 비해서 원음에 대한 SNR이 높아 스테레오 신호의 공간감과 음질이 저하되지 않는다. 제안하는 전처리기는 전송실의 경로 변화에도 성능이 떨어지지 않았다.

참 고 문 헌

[1] M. M. Sondhi, D. R. Morgan, and J. L. Hall, "Stereo acoustic echo cancellation -an overview of the fundamental problem," *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 2, No. 8, pp.

148-151, Aug., 1995.

[2] A. Hirano, A. Sugiyama, Y. Arasawa, and Kawayachi, "DSP Implemetation and Performance Evaluation of A Compact Stereo Echo Canceller," *ICASSP 94*, pp. 245-248, 1994.

[3] S. Shimauchi, and S. Makino, "Stereo projection echo canceller with true echo path estimation," *ICASSP95*, pp. 3059-3062, 1995.

[4] J. Benesty, P. Duhamel, and Y. Grenier, "A multichannel affine projection algorithm with applications to multichannel acoustic echo cancellation," *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 3, No. 2, pp. 35-37, Feb. 1996.

[5] S. Makino, J. Noebauer, Y. Haneda and Akira Nakagawa, "SSB subband echo canceller using low-order projection algorithm," *ICASSP 96*, pp. 945-948, 1996.

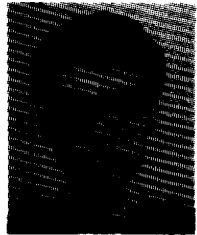
[6] S. Makino, K. Strauss, S. Shimuchi, Y. Haneda, and A. Nakagawa, "Subband stereo echo canceller using the projection algorithm with fast convergence to the true echo path," *ICASSP 97*, pp. 299-302, 1997.

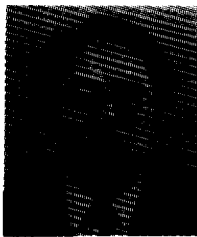
[7] J. Benesty, D. R. Morgan, and M. M. Sondhi, "A better understanding and an improved solution to the problems of stereophonic acoustic echo cancellation," *ICASSP 97*, pp. 303-306, 1997.

[8] K. Ozeki and T. Umeda, "An adaptive filtering algorithm using an orthognal projection to an affine subspace and its properties," *Electronics and Communications in Japan* (Japanese), vol. 67-A, No. 5, pp. 19-27, 1984.

[9] Y. Guelou, A. Benamar and P. Scalart, "Analysis of two structures for combined acoustic echo cancellation and noise reduction," *ICASSP 96*, pp. 637-640, 1996.

김 현 태

1989년 2월 부산대학교 전자공학과 졸업(공학사)
1995년 2월 부산대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
2000년 2월 부산대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사)
1990년 3월~1993년 7월 공군기술장교 복무
1995년 1월~1995년 6월 현대전자 산업전자연구소 연구원
1995년 7월~현재 중소기업청 근무

박 장 식

부산대학교 전자공학과에서 공학석사와 공학박사를 취득하였으며 1997년부터 동의공업대학 영상정보과 조교수로 재직중임. 관심분야는 음성 및 음향 신호처리 그리고 멀티미디어 통신

손 경 식

부산대학교 전자공학과에서 공학석사학위를 취득하고 경북대학교에서 공학 박사학위를 취득하였다. 1979년부터 현재까지 부산대학교 전자공학과 교수로 재직중임. 관심분야는 디지털 신호처리 및 적응 신호처리이며 음성 및 음향 응용 시스템에 대한 연구를 하고 있다.